

МЕТОДИКА РАСЧЕТА СТАТИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ РАЗВЕТВЛЕННОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Рассматриваются цепи с преобразователями, в нагрузке которых имеется большая индуктивность (обмотки возбуждения электрических машин). В связи с этим выпрямленный ток предполагается идеально сглаженным. Имеется в виду также, что активные сопротивления в анодных цепях преобразователей незначительны.

Предлагаемый приближенный расчет разветвленной цепи с одним источником питания и несколькими преобразователями проводится в три этапа.

Этап 1. Определяются коммутирующие реактивные сопротивления каждого преобразователя как сумма всех индуктивных сопротивлений в последовательной цепи между зажимами источника питания и входом преобразователя, включая сопротивление источника.

Этап 2. По известным коммутирующим сопротивлениям x_k и активным сопротивлениям r_d нагрузки все преобразователи заменяются эквивалентными сопротивлениями для первой гармоники тока. Одновременно определяются коэффициенты выпрямления по току:

$$\beta_i = \frac{I_d}{I}.$$

Этап 3. После замены преобразователей ведется обычный расчет цепи синусоидального тока с постоянными параметрами.

Методика проверена путем сопоставления (табл. 1 и 2) результатов расчета с данными более точного расчета с помощью аналоговой вычислительной машины МН-14 на примере трехфазной цепи с двумя мостовыми преобразователями Π_1 и Π_2 , приведенной на рис. 1.

На рис. 2 приведены некоторые осциллограммы, полученные на МН-14.

Ниже даются обоснования приближенной методики, формулы для эквивалентных сопротивлений трехфазных мостовых преоб-

Таблица 1

Сопоставление результатов расчета цепи с неуправляемыми преобразователями P_1 и P_2 ($\alpha=0$)

x_1	$\frac{x_1}{r_d}$	Расчет	I_{d1}, a	I_{d2}, a	I_1, a	E, e
0,0208	0,104	На модели	294	108	356	32,7
		Приближенный	306	112,8	354	
		Отклонение, %	+4,08	+4,35	-0,55	
0,04	0,2	На модели	250	92,8	306	31,6
		Приближенный	258	98,8	289,5	
		Отклонение, %	+3,2	+6,47	-5,59	
0,07	0,35	На модели	205	79,7	249	32,05
		Приближенный	215,5	84,4	236,5	
		Отклонение, %	+5,12	+5,89	-5,02	
0,3	1,5	На модели	77,1	34,4	94,8	32,7
		Приближенный	77,5	36,0	91,8	
		Отклонение, %	-0,519	+4,65	-3,16	

Таблица 2

Сопоставление результатов расчета цепи с нерегулируемым преобразователем P_1 и тиристорным P_2 ($\alpha \neq 0$, $\frac{x_1}{r_{d1}}=0,104$)

Угол регулирования α	Расчет	I_{d1}, a	I_{d2}, a	I_1, a	E, e
36°	На модели	290	90,3	350	32,6
	Приближенный	297,5	94,3	326	
	Отклонение, %	+2,59	+4,46	-6,85	
54°	На модели	300,5	68	306	32,6
	Приближенный	303,5	71,3	292,5	
	Отклонение, %	+1,0	+4,86	-4,41	
63°	На модели	299,5	53,4	292	32,6
	Приближенный	302,5	53,9	278	
	Отклонение, %	+1,002	+0,936	-4,79	
72°6'	На модели	295	38,9	280	31,6
	Приближенный	299	40,2	261	
	Отклонение, %	+1,355	+3,34	-6,79	

разователей, а также система уравнений (17), положенная в основу построения блок-схемы математической модели.

Процесс коммутации вентиля преобразователя Π_1 (см. рис. 1) обусловлен не только э. д. с. источника, но и токами i_2 и i_3 , ко-

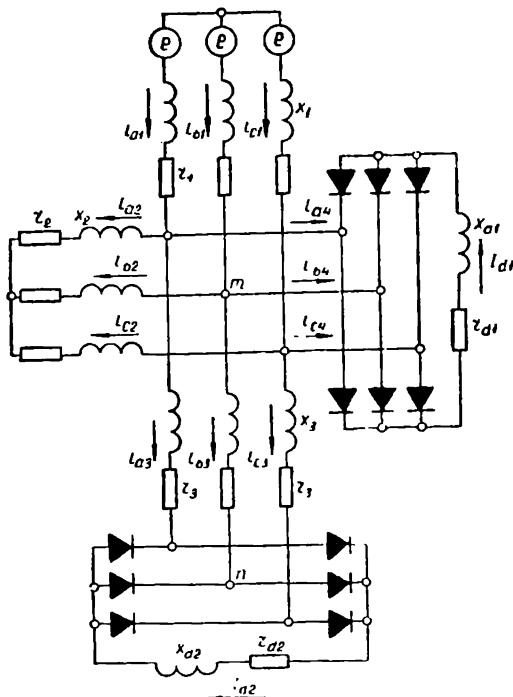


Рис. 1. Схема с двумя мостовыми преобразователями:

$r_1 = 0,00665$ ом; x_1 — переменный; $r_2 = 0,01723$;
 $x_2 = 0,4412$; $r_d = 0,032$; $x_3 = 0,0701$; $r_{d1} = 0,2$;
 $x_{d1} = 5$; $r_{d2} = 0,45$; $x_{d2} = 4,5$.

торые в его анодной цепи вызывают падение напряжения, равное:

$$r_1(i_2 + i_3) + x_1 \frac{d(i_2 + i_3)}{\omega dt}.$$

Фазное напряжение в узле m записывается в следующем виде:

$$u^{(m)} = e_{31} - x_1 \frac{di_1}{\omega dt} - r_1 i_1, \quad (1)$$

где

$$e_{31} = e - x_1 \frac{d(i_2 + i_3)}{\omega dt} - r_1(i_2 + i_3). \quad (2)$$

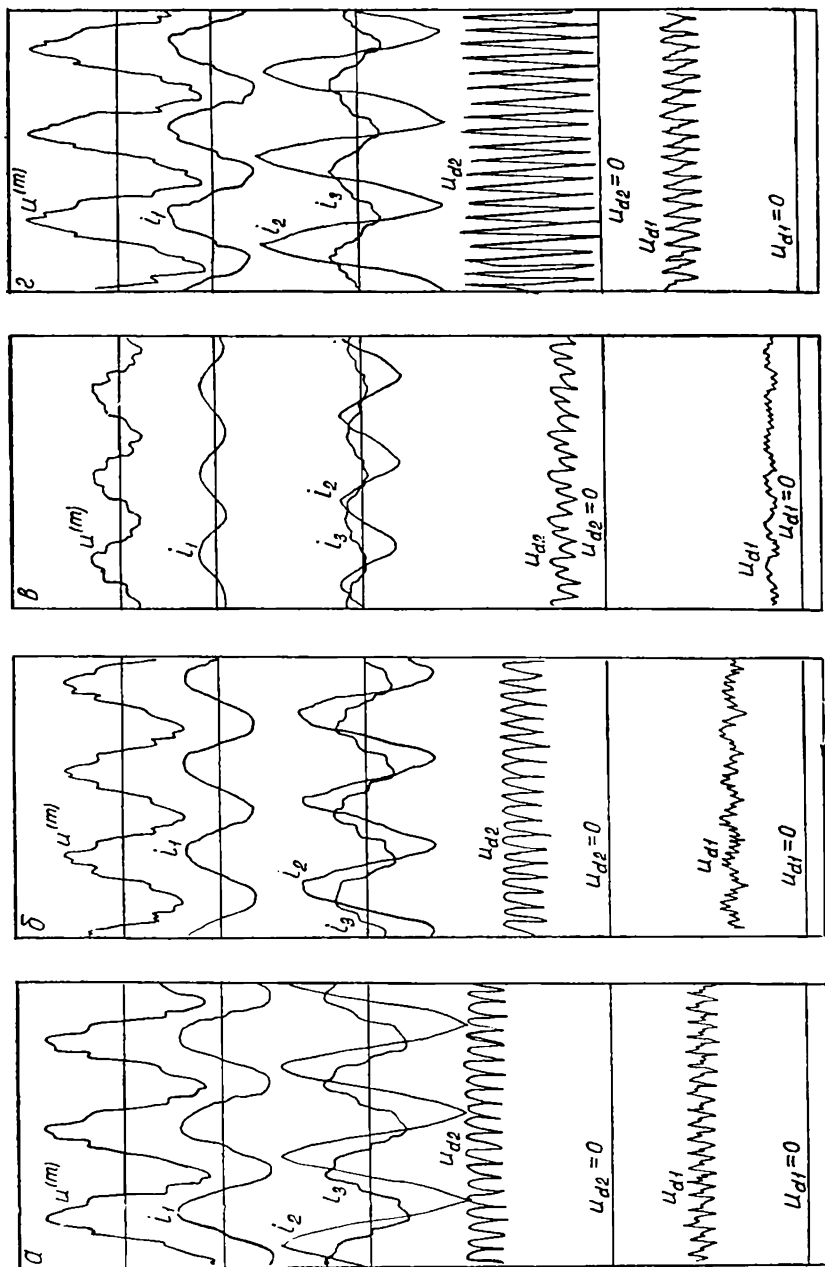


Рис. 2. Осциллограммы, иллюстрирующие режим электрической цепи при различных значениях α и x_k/r_d :
 $\alpha = 0^\circ$; 0.104; 6 — 0; 0.35; в — 0; 1.5; г — 63; 0.104.

Соотношения (1) и (2) показывают, что при рассмотрении процесса в преобразователе Π_1 исходную схему можно заменить более простой (рис. 3, а). Аналогично получается расчетная цепь для второго преобразователя Π_2 (рис. 3, б), в которой

$$e_{311} = e - x_1 \frac{d(i_2 + i_4)}{\omega dt} - r_1(i_2 + i_4); \quad (3)$$

$$x_{кII} = x_1 + x_3; \quad (4)$$

$$r_{кII} = r_1 + r_3. \quad (5)$$

Эквивалентные коммутирующие э. д. с. e_{31} и e_{311} из-за несинусоидальности токов оказываются несинусоидальными. Это за-

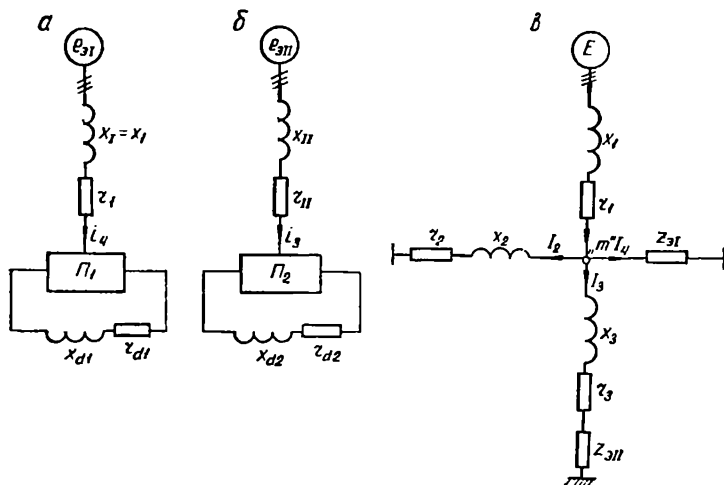


Рис. 3. Расчетные цепи преобразователя Π_1 (а), Π_2 (б) и всей схемы для приближенного расчета основной гармоники тока (в).

трудняет расчет, поэтому приближенно предлагается принять их синусоидальными. Сделав такую предпосылку, можно каждый из преобразователей заменить эквивалентным сопротивлением для основной гармоники тока и рассматривать схему с постоянными параметрами (рис. 3, в), в которой все напряжения и токи являются синусоидальными.

В случае трехфазных мостовых неуправляемых схем преобразователи вместе с нагрузкой приближенно [1, 2] заменяются чисто активным эквивалентным сопротивлением

$$r_{\Sigma} = r_d \sqrt{\left(\frac{\beta_I}{\beta_u}\right)^2 - \left(\frac{x_K}{r_d}\right)^2}, \quad (6)$$

где $\beta_i = \sqrt{\frac{3}{2 - \frac{\gamma}{\pi}}}$;

$$\beta_u = \frac{3\sqrt{6}}{\pi + 3\frac{x_k}{r_d}} \quad \text{при } \gamma < \frac{\pi}{3};$$

$$\beta_u = \frac{9}{\sqrt{2\pi^2 + 54\left(\frac{x_k}{r_d}\right)^2}} \quad \text{при } \gamma = \frac{\pi}{3};$$

γ — угол коммутации.

Если преобразователь управляемый, то его следует заменить эквивалентным смешанным сопротивлением. Воспользуемся известными соотношениями [3, 4] и найдем аналитическое выражение для эквивалентного сопротивления первой гармонике тока при работе вентилей группами по два и по три (первый режим).

Угол сдвига между синусоидальной коммутирующей э. д. с. источника и первой гармоникой тока

$$\varphi_1 = \alpha + \frac{\gamma}{2}. \quad (7)$$

Углы регулирования α и коммутации γ определяются по выражениям:

$$\alpha = \arccos \left[\frac{U_d}{\sqrt{6} E} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{x_k}{r_d} \right) \right]; \quad (8)$$

$$\gamma = \arccos \left[\frac{U_d}{\sqrt{6} E} \left(\frac{\pi}{3} - \frac{x_k}{r_d} \right) \right] - \alpha. \quad (9)$$

Исключая из (8) и (9) величину $\frac{U_d}{\sqrt{6} E}$, получим

$$\gamma = \arccos \left[\frac{\pi - 3\frac{x_k}{r_d}}{\pi + 3\frac{x_k}{r_d}} \cos \alpha \right] - \alpha. \quad (10)$$

Сопротивление цепи с тиристорным преобразователем для первой гармонике

$$z_u = \frac{E}{I_{\varphi 1}} e^{j\varphi_1}. \quad (11)$$

Действующее значение первой гармоники и выпрямленного тока

$$I_{\Phi 1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \cos \frac{\gamma}{2}; \quad (12)$$

$$I_d = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{E}{x_k} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]}. \quad (13)$$

Из последних трех соотношений получается, что

$$z_{\Sigma} = \frac{\pi x_k e^{j\varphi_1}}{3 \sin \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \sin \gamma}. \quad (14)$$

В итоге сопротивление, которым можно заменить тиристорный преобразователь, оказывается равным:

$$z_{\Sigma} = z_{\Sigma} - jx_k = ax_k + jbx_k, \quad (15)$$

где

$$a = \frac{\pi \operatorname{tg} \varphi_1}{3 \sin \gamma}; \quad b = a \operatorname{tg} \varphi_1 - 1. \quad (16)$$

В основу построения блок-схемы модели положена система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{k1}}{dt} &= \frac{m_i}{m_i m_u L_1} e_k - \frac{m_l}{m_i m_u L_1} U_k^{(m)} - \frac{r_1}{m_l L_1} i_{k1}; \\ \frac{di_{k2}}{dt} &= \frac{m_i}{m_i m_u L_2} U_k^{(m)} - \frac{r_2}{m_l L_2} i_{k2}; \\ \frac{di_{k3}}{dt} &= \frac{m_l}{m_i m_u L_3} U_k^{(m)} - \frac{m_l}{m_i m_u L_3} U_k^{(n)} - \frac{r_3}{m_l L_3} i_{k3}; \\ \frac{di_{d1}}{dt} &= \frac{m_i}{m_i m_u L_{d1}} U_{d1} - \frac{rd_1}{m_l L_{d1}} i_{d1}; \\ \frac{di_{d2}}{dt} &= \frac{m_i}{m_i m_u L_{d2}} U_{d2} - \frac{rd_2}{m_l L_{d2}} i_{d2}; \\ i_{k4} &= i_{k1} - i_{k2} - i_{k3}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

В этих уравнениях индекс $k = a, b, c$.

Машинные масштабы тока m_i , напряжения m_u и времени m_t выбирались из условия приемлемости для решения данной задачи на аналоговой вычислительной машине АВМ.

В заключение отметим, что, согласно данным табл. 1 и 2, предложенная методика расчета статических режимов разветвленных цепей с несколькими преобразователями дает достаточное приближение для практики при определении выпрямленных токов.

Расхождение в результате расчета по приближенной методике и с помощью АВМ нельзя полностью относить за счет допущений, принятых в методике. Ошибки имеются также при расчете на АВМ и при обработке осциллограмм.

Полагаем, что положения настоящей работы могут быть полезны при решении ряда практических инженерных задач.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д. В. Вилесов, И. А. Рябинин. Выбор главных параметров схем возбуждения самовозбуждающихся синхронных генераторов. «Электричество», 1960, № 3.

2. В. Н. Бреев, А. С. Островский, В. В. Ланге. О выборе параметров силового оборудования статических систем возбуждения синхронных генераторов. Тр. УПИ, сб. 157, Свердловск, 1967.

3. И. А. Глебов. Системы возбуждения синхронных генераторов с управляемыми преобразователями. М., Изд-во АН СССР, 1960.

4. Ю. Г. Толстов, Г. П. Мосткова, Ф. И. Ковалев. Трехфазные силовые полупроводниковые выпрямители, М., Изд-во АН СССР, 1963.
